

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/FR2004/002104

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04L1/00 H04L1/06

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>YU X: "INTERACTIVE TURBO DECODER WITH DECISION FEEDBACK EQUALIZER FOR SIGNALS TRANSMITTED OVER MULTIPATH CHANNELS" VTC 2001 SPRING. IEEE VTS 53RD. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. RHODES, GREECE, MAY 6 - 9, 2001, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 3 OF 4. CONF. 53, 6 May 2001 (2001-05-06), pages 1634-1638, XP001082420 ISBN: 0-7803-6728-6 page 1637, left-hand column, line 1 - line 33; figure 5</p> <p style="text-align: center;">----- -/--</p>	1, 8, 10

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- *&* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

12 January 2005

Date of mailing of the international search report

19/01/2005

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Papantoniou, A

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/FR2004/002104

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>HONIG M ET AL: "Adaptive decision feedback turbo equalization" PROCEEDINGS 2002 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INFORMATION THEORY. ISIT 02. LAUSANNE, SWITZERLAND, JUNE 30 - JULY 5, 2002, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INFORMATION THEORY, NEW YORK, NY: IEEE, US, 30 June 2002 (2002-06-30), pages 413-413, XP010602124 ISBN: 0-7803-7501-7 page 413, left-hand column, line 1 - right-hand column, line 4</p>	1,8,10
A	<p>NOORBAKHS M ET AL: "Combined turbo equalisation and block turbo coded modulation" IEE PROCEEDINGS: COMMUNICATIONS, INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, GB, vol. 150, no. 3, 13 May 2003 (2003-05-13), pages 149-152, XP006020423 ISSN: 1350-2425 page 150, right-hand column, line 28 - page 151, left-hand column, line 6; figure 6 page 151, left-hand column, line 8 - line 41 page 151, right-hand column, line 20 - line 24</p>	1,8,10
A	<p>EP 1 069 722 A (HUGHES ELECTRONICS CORP) 17 January 2001 (2001-01-17) page 11, line 22 - page 12, line 16; figure 5 page 13, line 16 - line 55 page 14, line 36 - page 15, line 10</p>	1,8,10

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/FR2004/002104

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)		Publication date
EP 1069722	A	17-01-2001	EP	1069722 A2	17-01-2001

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande Internationale No

PCT/FR2004/002104

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H04L1/00 H04L1/06

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
CIB 7 H04L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	<p>YU X: "INTERACTIVE TURBO DECODER WITH DECISION FEEDBACK EQUALIZER FOR SIGNALS TRANSMITTED OVER MULTIPATH CHANNELS" VTC 2001 SPRING. IEEE VTS 53RD. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. RHODES, GREECE, MAY 6 - 9, 2001, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 3 OF 4. CONF. 53, 6 mai 2001 (2001-05-06), pages 1634-1638, XP001082420 ISBN: 0-7803-6728-6 page 1637, colonne de gauche, ligne 1 - ligne 33; figure 5</p> <p style="text-align: center;">----- -/--</p>	1,8,10

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

° Catégories spéciales de documents cités:

- *A* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- *E* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- *L* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- *O* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- *P* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

- *T* document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- *X* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- *Y* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- *Z* document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

12 janvier 2005

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

19/01/2005

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Papantoniou, A

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande Internationale No
PCT/FR2004/002104

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	<p>HONIG M ET AL: "Adaptive decision feedback turbo equalization" PROCEEDINGS 2002 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INFORMATION THEORY. ISIT 02. LAUSANNE, SWITZERLAND, JUNE 30 - JULY 5, 2002, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INFORMATION THEORY, NEW YORK, NY: IEEE, US, 30 juin 2002 (2002-06-30), pages 413-413, XP010602124 ISBN: 0-7803-7501-7 page 413, colonne de gauche, ligne 1 - colonne de droite, ligne 4</p>	1,8,10
A	<p>NOORBAKSH M ET AL: "Combined turbo equalisation and block turbo coded modulation" IEE PROCEEDINGS: COMMUNICATIONS, INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, GB, vol. 150, no. 3, 13 mai 2003 (2003-05-13), pages 149-152, XP006020423 ISSN: 1350-2425 page 150, colonne de droite, ligne 28 - page 151, colonne de gauche, ligne 6; figure 6 page 151, colonne de gauche, ligne 8 - ligne 41 page 151, colonne de droite, ligne 20 - ligne 24</p>	1,8,10
A	<p>EP 1 069 722 A (HUGHES ELECTRONICS CORP) 17 janvier 2001 (2001-01-17) page 11, ligne 22 - page 12, ligne 16; figure 5 page 13, ligne 16 - ligne 55 page 14, ligne 36 - page 15, ligne 10</p>	1,8,10

enseignements relatifs aux membres de familles de brevets

PCT/FR2004/002104

Formulaire PCT/ISA/210 (annexe familles de brevets) (Janvier 2004)

PROCEDE ET DISPOSITIF D'EGALISATION
ET DE DECODAGE ITERATIF
POUR COMMUNICATIONS HAUT-DEBIT
SUR CANAUX A ANTENNES MULTIPLES
EN EMISSION ET EN RECEPTION

La présente invention est relative au domaine des communications numériques.

Elle concerne plus particulièrement un procédé et un dispositif d'égalisation et de décodage itératif pour communications haut-débit sur canaux à antennes multiples en émission et plus particulièrement sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et réception.

DOMAINE TECHNIQUE GENERAL

Avec le développement des technologies antennaires, les modèles de communication reposant sur le TDMA, le CDMA, POFDM et leurs éventuelles combinaisons sont systématiquement revisités et étendus au cas de canaux MIMO. Deux grandes classes de codage espace-temps sont envisagées, qui diffèrent dans leurs philosophies :

Les transmissions en couches BLAST développées par les Bell Labs ont pour but d'utiliser le multiplexage spatial pour augmenter le débit transmissible sur le canal. Il existe deux manières de coupler codage correcteur d'erreurs de canal et BLAST, conduisant à deux modèles de codage espace-temps en couches distinctes. Dans le premier modèle (type ST BICM), un codage unique liant les différentes couches est appliqué sur les données avant entrelacement spatio-temporel et démultiplexage spatial [1, LST-I, p. 1350]. Dans le second modèle (type MAC), les données sont démultiplexées spatialement puis codées en entrelacées indépendamment sur chaque couche [1, LST-II, p. 1350] ;

Les schémas de diversité utilisent la diversité spatiale pour mieux combattre les effets des évanouissements du canal, et améliorer les performances. On distingue les STTC, qui amènent un gain de codage, et les STBC (et leurs généralisations OD, LDC...), qui n'amènent pas de gain de 5 codage et qui sont souvent couplés avec les meilleures modulations codées en treillis connues pour le canal gaussien.

De récentes contributions théoriques prouvent que les gains de multiplexage spatial et de diversité spatiale sont liés au travers d'une relation de compromis. Par exemple, les deux approches précitées ne permettent pas d'augmenter la capacité dans les mêmes proportions pour un nombre arbitrairement élevé d'antennes d'émission M et d'antennes de réception N . On peut vérifier que les schémas de diversité à l'émission ne sont optimaux du point de vue de la théorie de l'information que dans la configuration MISO $\{M, N\} = \{2, 1\}$, ce qui remet sérieusement en cause leur pertinence pour les communications haut-débit sur des canaux MIMO à grand nombre d'antennes.

Seule l'approche ST-BICM garantit une augmentation linéaire de la capacité avec $\min \{M, N\}$.

C'est la raison pour laquelle il convient de privilégier ce type d'émission et de concentrer les efforts sur la conception d'un récepteur adapté garantissant une performance aussi proche que possible des limites fondamentales. A la différence des STBC, les ST-BICM n'assurent pas l'orthogonalité entre les flux de données émis par les différentes antennes.

Dans le contexte d'une transmission sur canal MIMO sélectif en fréquence, cette stratégie de codage appelle donc, en réception, une détection conjointe des données pour supprimer à la fois l'interférence spatiale entre antennes (MAI) et l'interférence temporelle entre symboles (ISI).

La fonction de détection conjointe des données constitue le point délicat et complexe du récepteur, et ce d'autant plus que les ST-BICM nécessitent, par essence, un traitement itératif entre détection et décodage de canal pour capturer toute la diversité spatiale.

PRESENTATION GENERALE DE L'ART ANTERIEUR

Décodage itératif sur canaux MIMO non sélectifs en fréquence

Le décodage itératif des ST-BICM sur canaux MIMO non sélectifs en fréquence constitue un cas particulier du problème à résoudre sous la double hypothèse d'une élimination parfaite de l'ISI et d'une récupération de toute l'énergie disponible sur chaque symbole.

Le problème se reformule alors en ces termes : « suppression de la MAI sur un canal MIMO plat en présence de bruit coloré spatialement ». Il

nécessite le calcul des APP sur les bits des symboles des vecteurs transmis à chaque instant (statistique sur les données à transmettre au décodeur).

Deux méthodes ont été retenues dans la littérature :

- Calcul exact des APP basé sur une liste exhaustive (MAP). La complexité de cette méthode est prohibitive, puisque exponentielle en le nombre d'antennes émettrices M et polynomiale en l'ordre Q des constellations employées.
- Calcul approché des APP à partir d'une liste réduite de vecteurs candidats générée par un algorithme de décodage par sphère [2]. L'algorithme de décodage par sphère présente au moins deux avantages : il préserve le critère MAP et possède une complexité en $O(M^3)$, insensible à l'ordre Q des constellations employées. On précise que l'algorithme de décodage par sphère peut être vu comme une variante de l'algorithme de décodage séquentiel de Fano.
- Calcul approché des APP à partir d'une liste réduite de vecteurs candidats générée par un algorithme séquentiel employant une pile (stack algorithm).

L'algorithme de décodage par sphère a été intensivement étudié pour les canaux MIMO non sélectifs en fréquence. Sa généralisation au cas des canaux MIMO sélectifs en fréquence est non triviale.

Une approche brutale serait de rappliquer par blocs. Cette approche est peu intéressante car elle augmente artificiellement la dimension de l'espace de recherche (et donc la complexité) et introduit un décodage redondant des symboles.

L'algorithme décrit dans [2] est dérivé pour des canaux MIMO non sélectifs en fréquence. Sa généralisation au cas des canaux MIMO sélectifs en fréquence est un problème ouvert.

La performance de ces deux algorithmes est essentiellement déterminée par la qualité de la liste de candidats générée, préférentiellement de taille fixe. Il est primordial qu'elle comporte le meilleur candidat décodant un bit 1 et le meilleur candidat décodant un bit 0 à toute position.

Décodage itératif sur canaux MIMO sélectifs en fréquence

Plusieurs types de détecteurs insérés dans des structures itératives ont été proposés.

- Détecteur à entrées et sorties pondérées réalisant le critère du MAP basé sur l'algorithme BCJR. La complexité de ce récepteur, en $O(QLxM)$, est clairement prohibitive pour des modulations d'ordre élevé et des canaux MIMO à grand nombre d'entrées et mémoire élevée.

- 5 - Détecteurs à entrées et sorties pondérées sous-optimaux basés sur des algorithmes de recherche efficaces dans des treillis fortement réduits en nombre d'états [3], et, le cas échéant, précédés de filtres à minimum de phase. Cette approche est encore limitée par sa complexité, en $O(QLrxM)$ où L_r représente la longueur de contrainte réduite. En particulier,
10 l'emploi de constellations à grand nombre d'états est exclu.

Les détecteurs non linéaires construits à partir d'une annulation linéaire itérative de l'interférence ([4] dans un contexte de détection multi utilisateur). La transposition de ces détecteurs dans un contexte MIMO est en générale basée sur l'analogie entre antennes et utilisateurs différents.
15 Leurs implémentations nécessitent donc un filtre par antenne et leurs performances sont limitées par l'approche disjointe MMSE par antennes. Cette approche présente l'avantage d'avoir une complexité polynomiale en nombre d'antennes d'émission.

20 PRESENTATION DE L'INVENTION

Un but de l'invention est de proposer un récepteur avancé pour les transmissions numériques haut-débit pour canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et réception, qui soit peu complexe - et notamment qui ne nécessite pas des puissances de calcul importantes -
25 tout en permettant de traiter l'interférence spatiale entre antennes et l'interférence temporelle entre symboles.

A cet effet, l'invention propose un dispositif d'égalisation et de décodage itératif pour communications haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, comportant un
30 égaliseur à retour de décision qui reçoit les données des différentes antennes de réception, cet égaliseur comportant un filtre avant, ainsi qu'un filtre arrière récursif alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie d'un décodeur lui-même alimenté par des moyens de prise de décision, le dispositif comportant en outre des moyens
35 pour soustraire la sortie dudit filtre arrière aux données en sortie du filtre avant, les données ainsi soustraites étant transmises en entrée des moyens

de prise de décision avec la sortie du décodeur, les moyens de prise de décision générant en outre une statistique transmise à destination d'un décodeur de canal à entrées et sorties pondérées, lesdits moyens de prise de décision prenant en compte la corrélation spatiale du bruit en sortie des
5 moyens de soustraction, lesdits moyens de prise de décision et le décodeur étant séparés par des procédés d'entrelacement spatio-temporel au niveau binaire,

caractérisé en ce que le filtre avant et arrière sont adaptés de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en sortie du
10 soustracteur.

Un tel dispositif est avantageusement complété par les différentes caractéristiques prises seules ou selon toutes leurs combinaisons techniquement possibles :

- les moyens de décision en sortie des moyens de soustraction
15 de l'égaliseur sont de type blanchiment spatial suivi d'un décodage par sphère ;
- les moyens de décision en sortie des moyens de soustraction de l'égaliseur sont de type SIC/PIC (suppression d'interférence spatiale résiduelle en sortie des moyens de soustraction de l'égaliseur, en série
20 et/ou en parallèle) ;
- le blanchiment spatial est mis en œuvre en sortie des moyens de soustraction de l'égaliseur ;
- le blanchiment spatial est mis en œuvre par les moyens de prise de décision ;
- 25 - le blanchiment spatial est mis en œuvre par les filtres avant et arrière ;
- à partir d'une certaine itération, le filtre avant est un filtre adapté, le filtre arrière le même filtre adapté moins le coefficient central.

L'invention découle d'une approche originale radicalement différente
30 de celles considérant les antennes comme des utilisateurs différents. En effet, le signal transmis est vu comme une modulation T-dimensionnelle, T étant le nombre d'antennes en émission. Ce changement de point de vue a des conséquences considérables sur le design du récepteur. Le récepteur se décompose en un égaliseur linéaire itératif, considérant à son entrée une
35 modulation vectorielle T-dimensionnelle convoluée à un canal sélectif en fréquence, suivi d'un détecteur de modulation T-dimensionnelle (par

exemple sphère décodeur) capable de générer des informations souples pour le décodeur de canal. Cette approche présente deux avantages par rapport à l'art antérieur. Elle est moins complexe car elle nécessite un unique filtre (vectorielle) et est plus performante car elle permet le choix du critère de la détection vectorielle.

L'invention concerne également un système de communication haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, caractérisé en ce qu'il comporte en réception un dispositif d'égalisation et de décodage du type précité.

Avantageusement notamment, les moyens d'émission sont de type ST-BICM.

En outre, l'invention propose un procédé d'égalisation et de décodage itératif pour communications haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, mettant en œuvre un égaliseur à retour de décision qui reçoit les données des différentes antennes de réception, cet égaliseur comportant un filtre avant, ainsi qu'un filtre arrière récursif alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie d'un décodeur lui-même alimenté par des moyens de prise de décision, le dispositif comportant en outre des moyens pour soustraire la sortie dudit filtre arrière aux données en sortie du filtre avant, les données ainsi soustraites étant transmises en entrée des moyens de prise de décision avec la sortie du décodeur, les moyens de prise de décision générant en outre une statistique transmise à destination d'un décodeur de canal à entrées et sorties pondérées, lesdits moyens de prise de décision prenant en compte la corrélation spatiale du bruit en sortie des moyens de soustraction, lesdits moyens de prise de décision et le décodeur étant séparés par des procédés d'entrelacement spatio-temporel au niveau binaire,

caractérisé en ce que le filtre avant et arrière sont adaptés de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en sortie du soustracteur.

PRESENTATION DES FIGURES

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront encore de la description qui suit, laquelle est purement illustrative et non limitative et doit être lue en regard des dessins annexés, sur lesquels :

- La Figure 1 illustre le concept de la technique VBLAST ;
- La Figure 2 illustre le modèle général de communication connu sous le nom de ST-BICM ;
- La Figure 3 illustre l'architecture d'un récepteur itératif conforme à un mode de réalisation de l'invention ;
- La Figure 4 illustre l'architecture d'un récepteur itératif qui peut être utilisé à partir par exemple de la deuxième itération ou des itérations suivantes.

10 DESCRIPTION D'UN OU PLUSIEURS MODES DE REALISATION DE L'INVENTION

Rappels sur la technique BLAST et le codage ST BICM

On a représenté sur la figure 1 le schéma général d'une architecture BLAST.

- 15 Les données codées dans un dispositif d'encodage vectoriel EV unique, sont transmises, après entrelacement spatio-temporel et démultiplexage spatial, sur une pluralité d'antennes d'émission TX ; à l'autre extrémité des canaux MIMO, les signaux émis sont reçus par une pluralité d'antennes de réception RX qui les renvoient sur des moyens de décodage
- 20 DE (canaux MIMO) en sortie desquels on récupère les données.

Dans ce qui est décrit ci-après, on se place dans le cas de canaux MIMO sélectifs en fréquence. La présence d'interférences entre symboles augmente la complexité du récepteur.

- La figure 2 illustre quant à elle le modèle général de communication
- 25 connu sous le nom de ST BICM.

- A l'émission, les données sont traitées par un code correcteur de canal 1 (codes convolutifs, turbo-codes, codes LDPC...), puis font l'objet d'un entrelacement appliqué au niveau binaire 2, d'un démultiplexage spatial 3, et, pour chaque couche, d'un procédé de modulation 4-1 à 4-M.
- 30 Après un filtrage de mise en forme 5A à 5M, les données ainsi modulées sont transmises à des antennes émettrices 6-1 à 6-M.

Description des traitements d'émission et de réception

A l'émission, les données font l'objet d'un traitement ST-BICM.

- 35 A cet effet, on met en œuvre les étapes suivantes :

- Réception d'un flux de données numériques à un débit donné ;

- Application d'un codage correcteur de canal 1 générant un flux de données numériques codées ;

- Entrelacement des données numériques codées par un entrelaceur 2 opérant au niveau bit ;

5 - Démultiplexage spatial 3 du flux de données numériques codées entrelacées pour créer une pluralité de flux distincts de données numériques codées appelés couches émettrices (M flux distincts ou couches émettrices) ;

10 Puis, pour chacun des M flux distincts de données numériques codées :

- Modulation du flux de données numériques codées entrelacées 15 conformément à un schéma de modulation (4-1 à 4- M) pour obtenir un flux de symboles modulés ;

- Filtrage du flux modulé (5-1 à 5- M) ;

15 - Transmission du flux modulé sur une antenne d'émission propre (6-1 à 6- M).

Le récepteur du système de transmission est illustré sur la Figure 3.

Il comprend un égaliseur à retour de décisions défini par un filtre avant 9, un soustracteur 10, un algorithme prise de décisions 11 et un filtre
20 arrière récursif 12.

Le filtre arrière récursif 12 est alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie d'un décodeur 13 lui-même alimenté par l'algorithme de prise de décision 11.

Le filtre avant 9 et le filtre arrière 12 sont déterminés de façon
25 itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne (MSE) de l'égaliseur MIMO, c'est-à-dire pour minimiser l'erreur en sortie du soustracteur 10.

Ils utilisent à cet effet une estimation initiale 8 du canal MIMO.

Le traitement mis en œuvre est par exemple du type de celui détaillé en annexe II.

30 On notera que, dans le cadre ce traitement, on travaille sur une estimation vectorielle de l'erreur résiduelle et du bruit, les filtres avant et arrière étant calculés par blocs pour minimiser ce vecteur.

Ce traitement vectoriel permet un calcul simplifié.

Les moyens de prise de décision 11 reçoivent en entrée les
35 données en sortie du soustracteur 10, ainsi que la sortie du décodeur 13.

L'algorithme qu'ils mettent en œuvre peut être de différent type. Il peut notamment être de type SIC/PIC (suppression d'interférence spatiale résiduelle en sortie des moyens de soustraction de l'égaliseur, en série et/ou en parallèle) (Annexe III).

5 En variante, il peut être un algorithme de décodage par sphère.

Un tel algorithme possède une complexité en $O(M^3)$ - où M est le nombre d'antennes d'émission - indépendante de Q.

Ceci rend possible l'utilisation de modulations à grand nombre d'états en vue d'augmenter le débit.

10 La sortie des moyens 11 de prise de décision est transmise à un procédé de désentrelacement spatio-temporel 14, qui est mis en œuvre au niveau binaire et qui est interposé entre lesdits moyens de prise de décision 11 et le décodeur 13.

La sortie du décodeur 13 est une probabilité sur bits.

15 Cette probabilité est transmise d'une part en entrée de l'algorithme 11 de prise de décision et d'autre part, après entrelacement spatio-temporel (procédé 15), à un traitement 16 de reconstitution pondérée des données.

20 Les données pondérées ainsi reconstituées sont celles qui sont transmises en entrée du filtre arrière 12.

La sortie du filtre arrière 12 correspond à une régénération pondérée des données.

25 Par ailleurs, on notera que l'erreur correspondant à l'interférence résiduelle et au bruit qui est injecté en entrée du soustracteur 10, est colorée à la fois temporellement et spatialement.

Si la corrélation temporelle a peu d'impact sur les traitements de l'égaliseur, la corrélation spatiale joue un rôle essentiel.

C'est pourquoi, dans un mode de réalisation, on réalise un blanchissement spatial par factorisation de Cholesky.

30 Ce blanchiment spatial est avantageusement mis en œuvre en sortie du soustracteur 10.

Dans une variante en particulier, il peut être mis en œuvre par l'algorithme 11 de décodage par sphère lui-même.

35 Il peut également être mis en œuvre en étant intégré aux filtres avant et arrière 9 et 12.

Enfin, dans une variante de mise en œuvre possible, le filtre avant 9 est avantageusement remplacé par un filtre adapté à partir d'un certain nombre d'itérations données, par exemple à partir de la seconde itération.

Comme le filtre arrière se déduit directement du filtre avant, il
5 résulte donc, dans ce cas, de la convolution du filtre adapté avec le canal moins le coefficient central.

C'est ce qu'illustre la figure 4, sur laquelle le filtre avant 9 est un filtre adapté MF, tandis que le filtre arrière 12, dénommé B_{MF} , est le filtre adapté convolué avec le canal moins le coefficient central.

ANNEXE I

LISTE DES ACRONYMES

- TDMA : Accès multiple à répartition dans le temps (Time Division
5 Multiple Access) 5 CDMA : Accès multiple par répartition dans le code
(Code Division Multiple Access)
- OFDM : Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence
(Orthogonal Frequency Division Multiplex)
- MIMO : Entrée multiple sortie multiple (Multiple Input Multiple
10 Output)
- SISO : Simple entrée simple sortie (Single Input Single Output)
- BLAST : Couche spatio-temporelle des laboratoires Bell (Bell Labs
Layered Space Time)
- ST-BICM : Modulation codée spatio-temporelle avec entrelacement
15 binaire Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation)
- STTC : Code treillis spatio-temporel (Space-Time Trellis Codes)
- STBC : Code bloc spatio-temporel (Space-Time Block Codes)
- MAI : Brouillage accès multiple (Multiple Access Interference)
- ISI : Interférence inter symbole (Inter Symbol Interference)
- 20 APP : Probabilité A Posteriori (A Posteriori Probability)
- BCJR : Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv (algorithme de) (Bahl, Cocke,
Jelinek, Raviv (algorithm of))
- MF : Filtre adapté (Matched Filter)
- WMF : Filtre adapté blanc (Whitening Matched Filter)
- 25 MAP : Maximum A Posteriori (Maximum A Posteriori)
- MMSE : Erreur quadratique moyenne minimum (Minimum Mean
Square Error)
- IC : Annulation d'interférence (Interference Cancellation)
- Soft-IC : Annulation d'interférence souple (Soft-Interference
30 Cancellation)
- SIC : Annulation d'interférence série (Serial Interference
Cancellation)
- PIC : Annulation d'interférence parallèle (Parallel Interference
Cancellation)
- 35 LDPC : Contrôle de parité de faible densité (Low Density Parity
Check)

ANNEXE II

MODELE DE COMMUNICATION

On considère un canal P-bloc à entrées et sorties multiple à
 5 T antennes d'émission et R antennes de réception sélectif en fréquence de
 mémoire M.

A. Modulation codée d'entrelacement binaire spatio-temporel

Soit C un code linéaire de longueur N_C et de rendement ρ_C sur F_2 admettant
 10 un vecteur de donnée $u \in F_2^{\rho_C N}$ et produisant un mot codé $c \in F_2^N$. Nous
 supposons que le rendement ρ_C inclue des bits de queue si des codes
 conventionnels sont employés. Le mot codé entre dans un entrelaceur
 binaire bien conçu Π , dont la matrice de sortie $A \in F_2^{Tq \times PL}$ est segmenté en
 P matrices $A^p \in F_2^{Tq \times PL}$, $p = 1, \dots, P$. Les colonnes de la matrice A^p sont
 15 des vecteurs $a^p[n] \in F_2^{Tq}$, $n = 1, \dots, L$, que l'on nomme « vecteur
 d'étiquette de symbole », contenant T sous vecteurs $a_t^p[n] \in F_2^q$, $t = 1, \dots,$
 T (un par canal d'entrée), avec les composant binaires empilés $a_{\langle t,j \rangle}^p[n], \dots$
 $a_{\langle t,j \rangle}^p[n]$, où $\langle t,j \rangle$ représente l'index $(t-1)q+j$. Dans chaque matrice A^p ,
 tous les vecteurs $a^p[n]$ sont modulés par un modulateur sans mémoire D-
 20 dimensionnel sur un ensemble de signal $A \subset C^D$ de cardinalité $|A| = 2^{qT}$ à
 travers le codage bit à symbole $\mu : \{0, 1\}^{qT} \rightarrow A$. Sans perte de généralité,
 nous supposons que A est un produit simple de T constellations complexes
 C de même ordre 2^q et que par constellation, un codage de Gray est utilisé.
 Après transformation du signal, ce processus de modulation codée peut
 25 être aussi considéré comme un schéma de modulation codée spatio-
 temporelle où tous les symboles complexes de mot code $P \times L \times T$ sont
 divisés en P matrices $X_p \in C^{T \times L}$, $p = 1, \dots, P$, dont les colonnes $x^p[n] \in C^T$,
 $n = 1, \dots, L$ sont nommées « vecteur de symbole de constellation ». Le
 « vecteur d'étiquette de symbole » $a^p[n]$ peut être obtenu de $x^p[n]$ par une
 30 simple inversion de codage bit à symbole μ^{-1} . En tombant dans la classe
 générale des codes spatio-temporels, on appelle cette architecture
 Modulation Codée Spatio-Temporelle avec Entrelacement Binaire
 (STBICM) [3]. D'après l'hypothèse de filtrage idéal de Nyquist en bande
 limitée, le rendement de transmission (en bits par canal utilisé) est :

$$\rho = qT\rho_C$$

35

Un schéma de principe relatif à ce modèle de communication est montré

figure 1.

B. Canal MIMO

- 5 Soit $H^p \in \mathbb{C}^{R \times T \times (M+1)}$ le canal MIMO pour le bloc p, où $p = 1, \dots, P$ et $H = \{H^p\}$ l'ensemble de tous les canaux. Soient également $X^p \in \mathbb{C}^{T \times L}$ et $Y^p \in \mathbb{C}^{R \times L}$ respectivement la « matrice de symbole de constellation » et la « matrice de sortie de canal ». La sortie vectorielle de canal en bande de base équivalente à temps discret $y^p[n] \in \mathbb{C}^R$ au temps $n = 1, \dots, L$ peut être
- 10 écrite comme :

$$y^p[n] = [H(z)] x^p[n] + w^p[n] = \sum_{k=0}^M H^p[k] x^p[n-k] + w^p[n] \quad (2)$$

- Où $x^p[n] \in \mathbb{C}^T$ sont le « vecteur de symbole de constellation » transmis aux temps n, l'énergie de chaque composante étant égale à σ_x^2 . $H^p[k] \in \mathbb{C}^{R \times T}$ est la matrice du nombre de taps k de la réponse impulsionnelle du canal,
- 15 $w^p[n] \in \mathbb{C}^R$ est le vecteur de bruit complexe additif. Les vecteurs de bruit complexe additif $w^p[n]$ sont supposés de moyenne nulle, indépendant identiquement distribués, et Gaussien complexes à symétrie circulaire, et suivent donc le pdf $N(0, \sigma^2 I)$. Le canal H^p , constant pendant la durée du bloc correspondant, a une réponse impulsionnelle finie (FIR) de longueur
- 20 $M+1$, dont les taps de symbole d'espace $H^p[0], \dots, H^p[M]$ sont les matrices aléatoires complexes $R \times T$, de moyenne nulle et dont la puissance moyenne satisfait les contraintes de normalisation :

$$\mathbb{E} \left[\text{diag} \left\{ \sum_{k=0}^M H^p[k] H^p[k]^\dagger \right\} \right] = T I \quad (3)$$

- dans le cas d'un système de puissance égale. L'opérateur « \dagger » correspond
- 25 à l'opérateur de transposée conjuguée. La mémoire de canal égale pour tous les liens $R \times T$ possibles est une hypothèse raisonnable étant donné que le nombre de composant individuel multivoies est dicté de manière prédominante par de larges structures et des objets réfléchissants.

Bloc itératif d'annulation d'interférence MIMO

A. Principe et ordonnancement

- 5 Le bloc itératif MIMO annulateur d'interférence traite chaque bloc de donnée reçus Y^p , $p = 1, \dots, P$, séparément, en utilisant l'information probabiliste aléatoire renvoyée par le décodeur de sortie. Tous les signaux et éléments décrits sont donc indexés par bloc. Nous supprimons quelque fois cette dépendance pour simplifier les notations. Durant chaque itération l , un filtre
- 10 avant linéaire F^l , appliqué à chaque symbole reçu de vecteur $y[n]$, produit le signal de vecteur $y^l[n]$. Puis une estimation construite de manière approprié $e^l[n]$ du MAI et du ISI altérant $x[n]$ est soustraite du signal de vecteur $y^l[n]$ pour produire $z^l[n]$:

$$z^l[n] = \tilde{y}^l[n] - e^l[n] \quad (8)$$

- 15 L'estimation du vecteur $e^l[n]$ provient de la sortie du filtre arrière B^l excité par le vecteur $x^l[n]$ de tentative de décision souple sur le vecteur $x[n]$, étant donné la connaissance préalable disponible (distribution de probabilité extrinsèque) à l'itération $l - 1$.

Nous arrivons maintenant au cœur du turbo-égaliseur MIMO, la dérivation

20 des filtres à réponse impulsionnelle finie MIMO avant et arrière.

B. Calcul des filtres avant et arrière

- Nous commençons par quelques manipulations de base sur la sortie
- 25 instantanée $y^l[n]$ du filtre avant F^l :

$$\tilde{y}^l[n] = \sum_{i=-L_{F1}}^{L_{F2}} F^l[i] y[n-i] \quad (22)$$

Puisque :

$$y[n] = \sum_{k=0}^M H[k] x[n-k] + w[n] \quad (23)$$

Chaque échantillon $y^l[n]$ peut être développé comme suit :

$$\bar{y}^i[n] = \sum_{i=-L_{F1}}^{L_{F2}} \sum_{k=0}^M F^i[i] H[k] x[n-i-k] + \sum_{i=-L_{F1}}^{L_{F2}} F^i[i] w[n-i] \quad (24)$$

Une notation matricielle équivalente pour la convolution de deux filtre H_c et F^i est :

$$\bar{y}^i[n] = F^i H_c x_c[n] + F^i w_c[n] \quad (25)$$

5 Où :

$$F^i = [F^i[-L_{F1}] \dots F^i[0] \dots F^i[L_{F2}]] \in \mathbb{C}^{T \times RL_F} \quad (26)$$

est le filtre avant d'ordre $L_F = L_{F1} + L_{F2} + 1$, où :

$$H_c = \begin{bmatrix} H[0] & H[1] & \dots & H[M] \\ & H[0] & H[1] & \dots & H[M] \\ & & H[0] & H[1] & \dots & H[M] \\ & & & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & & & H[0] & H[1] & \dots & H[M] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{RL_F \times T(L_F+M)} \quad (27)$$

est la matrice de canal de bande-diagonale de Toeplitz et où :

$$x_c[n] = \begin{bmatrix} x[n+L_{F1}] \\ \vdots \\ x[n] \\ \vdots \\ x[n-L_{F1}-M] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{T(L_F+M)} \quad (28)$$

10

est le vecteur transmis.

En introduisant le filtre combiné :

$$G^i = F^i H_c = [G^i[-L_{G1}] \dots G^i[0] \dots G^i[L_{G2}]] \in \mathbb{C}^{T \times TL_G} \quad (30)$$

On obtient l'expression finale :

$$\bar{y}^i[n] = G^i x_c[n] + F^i w_c[n] \quad (31)$$

15

Avec $L_{G1} = L_{F1}$, $L_{G2} = L_{F2} + M$ et $L_G = L_F + M$.

Par analogie, on définit le filtre arrière comme suit :

$$\mathbf{B}^l = [\mathbf{B}^l[-L_{B_1}] \dots \mathbf{0} \dots \mathbf{B}^l[L_{B_2}]] \in \mathbb{C}^{T \times TL_B} \quad (32)$$

La sortie du correcteur de brouillage peut être écrite :

$$\mathbf{z}^l[n] = \sum_k \mathbf{G}^l[k] \mathbf{x}[n-k] - \sum_k \mathbf{B}^l[k] \bar{\mathbf{x}}^l[n-k] + \sum_k \mathbf{F}^l[k] \mathbf{w}[n-k] \quad (33)$$

Le vecteur de bruit et de brouillage résiduel $\mathbf{v}^l[n]$ (dénommé aussi vecteur d'erreur de l'égaliseur MIMO) est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^l[n] &= \mathbf{z}^l[n] - \mathbf{G}^l[0] \mathbf{x}[n] \\ &= \sum_{k \neq 0} \mathbf{G}^l[k] \mathbf{x}[n-k] - \sum_k \mathbf{B}^l[k] \bar{\mathbf{x}}^l[n-k] + \sum_k \mathbf{F}^l[k] \mathbf{w}[n-k] \\ &= \sum_k \underline{\mathbf{G}}^l[k] \mathbf{x}[n-k] - \sum_k \mathbf{B}^l[k] \bar{\mathbf{x}}^l[n-k] + \sum_k \mathbf{F}^l[k] \mathbf{w}[n-k] \end{aligned} \quad (34)$$

Où :

$$\underline{\mathbf{G}}^l = [\mathbf{G}^l[-L_{G_1}] \dots \mathbf{0} \dots \mathbf{G}^l[L_{G_2}]] \quad (35)$$

- 10 Les filtres \mathbf{F}^l et \mathbf{B}^l sont calculés par blocs pour minimiser l'erreur quadratique moyenne de l'égaliseur MIMO, sous la contrainte $\mathbf{G}^l[0] = \mathbf{I}$, un problème qui, dans le cas MIMO, peut être formulé de manière compact comme suit :

$$\begin{aligned} \{\mathbf{F}^l, \mathbf{B}^l\} &= \arg \min_{\{\mathbf{F}, \mathbf{B}\} / \mathbf{G}^l[0] = \mathbf{I}} \text{tr} \mathbb{E} \left\{ \mathbf{v}^l[n] \mathbf{v}^l[n-k]^\dagger \right\} \\ &= \arg \min_{\{\mathbf{F}, \mathbf{B}\} / \mathbf{G}^l[0] = \mathbf{I}} \text{tr} \{ \mathbf{K}_v^l \} \end{aligned}$$

- La minimisation MSE est exécutée en deux étapes successives et donne
15 finalement :

$$\mathbf{B}^l = \underline{\mathbf{G}}^l \quad (37)$$

$$\mathbf{F}^l = \left(\mathbf{E}_\Delta \mathbf{H}_c^\dagger \Phi^{l-1} \mathbf{H}_c \mathbf{E}_\Delta^\dagger \right)^{-1} \mathbf{E}_\Delta \mathbf{H}_c^\dagger \Phi^{l-1} \quad (38)$$

Où :

$$\mathbf{E}_\Delta = \underbrace{[\dots \mathbf{0} \dots \mathbf{I} \dots \mathbf{0} \dots]}_{L_{G_1}} \underbrace{[\dots \mathbf{0} \dots]}_{L_{G_2}} \in \mathbb{C}^{T \times TL_G} \quad (39)$$

et où :

$$\Phi^l = [(\sigma_x^2 - \sigma_x^{l2}) \mathbf{H}_c \mathbf{H}_c^H + \sigma^2 \mathbf{I}] \quad (40)$$

avec :

$$\sigma_x^{l2} \simeq \frac{1}{LT} \sum_{n=1}^L \bar{x}^l[n]^H \bar{x}^l[n] \quad (41)$$

Nous insistons sur le fait que le bruit plus le brouillage résiduel à la sortie du soustracteur est corrélé spatialement et temporellement. La corrélation temporelle n'a pas d'impact réel sur les traitements suivant, la corrélation spatiale joue un rôle ici essentiel. Le bruit blanc spatial peut être aisément obtenu par une simple factorisation de Cholesky de la matrice de corrélation \mathbf{K}_v^l .

- 10 *Proposition 2* : Puisque la matrice de corrélation \mathbf{K}_v^l est définie positive, la factorisation de Cholesky est toujours applicable. Sachant cela :

$$\mathbf{K}_v^l = \mathbf{L}\mathbf{L}^H \quad (42)$$

- Où \mathbf{L} est une matrice triangulaire inférieure. Ensuite, en appliquant $\mathbf{F}^l = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{F}^l$ et $\mathbf{B}^l = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{B}^l$ comme filtre avant et filtre arrière (au lieu de \mathbf{F}^l et \mathbf{B}^l), la matrice de corrélation de brouillage plus bruit égale à la matrice identité.

Preuve : La preuve est immédiate.

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_v^l &= [(\sigma_x^2 - \sigma_x^{l2}) \mathbf{L}^{-1} \mathbf{B}^l \mathbf{B}^{lH} (\mathbf{L}^{-1})^H + \sigma^2 \mathbf{L}^{-1} \mathbf{F}^l \mathbf{F}^{lH} (\mathbf{L}^{-1})^H] \\ &= \mathbf{L}^{-1} [(\sigma_x^2 - \sigma_x^{l2}) \mathbf{B}^l \mathbf{B}^{lH} + \sigma^2 \mathbf{F}^l \mathbf{F}^{lH}] (\mathbf{L}^{-1})^H = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{K}_v^l (\mathbf{L}^{-1})^H = \mathbf{I} \end{aligned} \quad (43)$$

Valide l'algorithme proposé par la simulation de la figure 3.

- Dans la suite, nous considérons toujours la sortie de l'égaliseur avec blanchiment spatial de sorte que :

$$\mathbf{z}^l[n] = \mathbf{G}^l[0] \mathbf{x}[n] + \mathbf{v}^l[n]$$

Avec $\mathbf{K}_v^l = \mathbf{I}$ et $\mathbf{G}^l[0] = \mathbf{L}^{-1}$

- Il est intéressant de remarquer que le critère MMSE correspond à une maximisation du SNR $\text{tr}\{\mathbf{G}^l[0]^H \mathbf{K}_v^l \mathbf{G}^l[0]\}$. Le SNR maximal donné pour le filtre adapté est atteint pour $\sigma_x^{l2} = \sigma_x^2$.

C. Décodeur APP exhaustif

Nous définissons ici toutes les quantités probabilistes échangées au cours
 5 des itérations. La partie détection de l'égaliseur MIMO a pour but de fournir
 les informations extrinsèques sur les bits des symboles de la matrice A
 selon le nouveau modèle de communication (10) où $G^I [0]$ joue le rôle d'un
 canal plat MIMO équivalent $T \times T$ et $v^I [n]$ est l'interférence résiduelle plus
 bruit blanchi. Les rapports logarithmique APP sur tous les bits des symboles
 10 $a_{\langle t,j \rangle} [n]$ sont définis comme suit :

$$\lambda_{\langle t,j \rangle}^{I,d} [n] = \ln \frac{\Pr [a_{\langle t,j \rangle} [n] = 1 | z^I [n]]}{\Pr [a_{\langle t,j \rangle} [n] = 0 | z^I [n]]} \quad (11)$$

Par simple marginalisation, on obtient :

$$\lambda_{\langle t,j \rangle}^{I,d} [n] = \ln \frac{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{\langle t,j \rangle}^{(1)}} \Pr^I [\mathbf{x} [n] = \mu (\mathbf{a}) | z^I [n]]}{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{\langle t,j \rangle}^{(0)}} \Pr^I [\mathbf{x} [n] = \mu (\mathbf{a}) | z^I [n]]} \quad (12)$$

où :

$$\Omega_{\langle t,j \rangle}^{(\varepsilon)} = \left\{ \mathbf{a} \in \mathbb{F}_2^{qT}, a_{\langle t,j \rangle} = \varepsilon \right\} \quad (13)$$

15

Les rapports logarithmiques APP peuvent être développés comme :

$$\lambda_{\langle t,j \rangle}^{I,d} [n] = \ln \frac{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{\langle t,j \rangle}^{(1)}} p (z^I [n] | \mathbf{x} = \mu (\mathbf{a})) \Pr^I [\mathbf{a} [n] = \mathbf{a}]}{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{\langle t,j \rangle}^{(0)}} p (z^I [n] | \mathbf{x} = \mu (\mathbf{a})) \Pr^I [\mathbf{a} [n] = \mathbf{a}]} \quad (14)$$

20 En supposant un entrelacement spatio-temporel parfait autorise de diffuser
 les probabilités précédemment jointes dans le produit de leur composant à
 chiffre marginal :

$$\lambda_{\langle t,j \rangle}^{I,d} [n] = \ln \frac{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{\langle t,j \rangle}^{(1)}} p (z^I [n] | \mathbf{x} = \mu (\mathbf{a})) \prod_{\langle t,j \rangle} \Pr^I [a_{\langle t,j \rangle} [n] = a_{\langle t,j \rangle}]}{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{\langle t,j \rangle}^{(0)}} p (z^I [n] | \mathbf{x} = \mu (\mathbf{a})) \prod_{\langle t,j \rangle} \Pr^I [a_{\langle t,j \rangle} [n] = a_{\langle t,j \rangle}]} \quad (15)$$

En supposant que $v^I [n]$ a été blanchi spatialement par un moyen

quelconque (exemple factorisation de Cholesky), la métrique Euclidienne peut être utilisée dans l'évaluation de la probabilité :

$$p(\mathbf{z}^I[n]|\mathbf{x}) \propto \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{z}^I[n] - \mathbf{G}^I[0]\mathbf{x}\|^2 \right\} \quad (16)$$

Dans le cas général, la matrice de corrélation \mathbf{K}_V^I du vecteur de bruit doit être prise en compte dans l'évaluation de la probabilité :

$$p(\mathbf{z}^I[n]|\mathbf{x}) \propto \exp \left\{ -(\mathbf{z}^I[n] - \mathbf{G}^I[0]\mathbf{x})^T \mathbf{K}_V^{I-1} (\mathbf{z}^I[n] - \mathbf{G}^I[0]\mathbf{x}) \right\} \quad (17)$$

Comme il est établi dans le domaine des turbo-détecteurs, les taux de probabilité extrinsèque logarithmique sont déduits selon la formule :

$$\xi_{(t,j)}^{I,d}[n] = \ln \frac{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{(t,j)}^{(1)}} p(\mathbf{z}^I[n]|\mathbf{x}=\mu(\mathbf{a})) \prod_{\{u,j'\} \neq \{t,j\}} \text{Pr}^I[a_{(u,j')}[n] = a_{(u,j')}]}{\sum_{\mathbf{a} \in \Omega_{(t,j)}^{(0)}} p(\mathbf{z}^I[n]|\mathbf{x}=\mu(\mathbf{a})) \prod_{\{u,j'\} \neq \{t,j\}} \text{Pr}^I[a_{(u,j')}[n] = a_{(u,j')}] \quad (18)$$

- 10 Tous les échantillons d'information extrinsèque logarithmique du détecteur MIMO sont collectés à partir de tous les blocs $p = 1, \dots, P$ et réarrangés, après le désentrelacement spatio-temporel Π^{-1} , en un vecteur d'observation simple $\xi^{I,c} \in \mathbb{R}^N$, sur la base duquel le décodeur de sortie fournit les rapports de probabilité extrinsèque logarithmique sur tous les bits de mots code :

$$\xi^{I,c}[n] = \ln \frac{\text{Pr}[c[n] = 1 | \xi, \xi^{I,c} / \{\xi^{I,c}[n]\}]}{\text{Pr}[c[n] = 0 | \xi, \xi^{I,c} / \{\xi^{I,c}[n]\}]} \quad (19)$$

15

Après le désentrelacement spatio-temporel Π , le vecteur $\xi^{I,c}$ est diffusé dans P matrices $\Pi^{I,p}$ de taux de probabilité précédente logarithmique, un pour chaque bloc de données A^p . Pour chaque bloc $p = 1, \dots, P$, les entrées de $\Pi^{I,p}$ sont données par :

$$\pi_{(t,j)}^I[n] = \ln \frac{\text{Pr}^I[a_{(t,j)}[n] = 1]}{\text{Pr}^I[a_{(t,j)}[n] = 0]} \quad (20)$$

20

Ceci permet de réécrire le vecteur $\mathbf{x}^I[n]$ de prise de décision soft comme :

$$\bar{\mathbf{x}}^I[n] = \frac{1}{2} \sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{C}^I} \mathbf{x} \prod_{\{t,j\}} \left\{ 1 + \left(2\mu_{(t,j)}^{-1}(\mathbf{x}) - 1 \right) \tanh \left(\frac{\pi_{(t,j)}^I[n]}{2} \right) \right\} \quad (21)$$

D. Détection MIMO quasi-optimal par l'intermédiaire du décodeur à sphère à liste modifiée

La détection MIMO optimal ne peut pas être retenue pour un scénarii de communication haut débit. En effet, l'énumération de point des sous-ensembles entiers de constellation $\Omega^{<0>}_{<t,j>}$ et $\Omega^{<1>}_{<t,j>}$, dont la cardinalité varie dans $O(2^{qT})$, peut rapidement devenir accablante pour des modulations d'ordre supérieur et/ou un grand nombre d'antennes de transmission. Une analyse soigneuse des valeurs de probabilité indique qu'un grand nombre d'entre elles sont négligeables. Par conséquent, comme contribution significative de cet article, nous suggérons de remplacer l'énumération approfondie de point par une énumération de point des sous-ensemble $L^{<0>}_{<t,j>}$ et $L^{<1>}_{<t,j>}$ de taille fortement réduite, sous ensemble aussi appelés liste, qui contiennent uniquement les probabilités non négligeables. Les rapports de probabilité extrinsèque logarithmique deviennent alors :

$$\xi_{<t,j>}^{<1>}[n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{<t,j>}^{(1)}} p(z^1[n] | x = \mu(a)) \prod_{\{u,j\} \neq \{t,j\}} \text{Pr}^1[a_{\{u,j\}}[n] = a_{\{u,j\}}]}{\sum_{a \in \Omega_{<t,j>}^{(0)}} p(z^1[n] | x = \mu(a)) \prod_{\{u,j\} \neq \{t,j\}} \text{Pr}^1[a_{\{u,j\}}[n] = a_{\{u,j\}}]} \quad (18)$$

En termes géométriques, contiennent des points du treillis dans une sphère de rayon r centrée sur un point bien choisi (par exemple le point ML sans contrainte ou le point ML lui-même). Des versions modifiées de décodeur à sphère ont été employées avec un certain succès pour exhiber ces listes [2]. Le choix du rayon de sphère r pilote la qualité et la complexité du détecteur MIMO correspondant.

25

E. Algorithme de détection PIC

Le décodeur à sphère peut également être considéré comme trop complexe. Une manière possible d'alléger encore la complexité du détecteur est de générer l'APP log indépendamment par dimension. La variable de décision pour le composant x est, à l'itération l :

30

$$r_t^l[n] = \left(\mathbf{g}_t^\dagger \mathbf{g}_t \right)^{-1} \mathbf{g}_t^\dagger \left(\mathbf{z}^l[n] - \sum_{k \neq t} \mathbf{g}_k \tilde{x}_k \right)$$

Où \mathbf{g}_k est la colonne k de la matrice $\mathbf{G}[0]$. Les rapports APP $\log \xi_{<t,j>}^l[n]$, $j=1, \dots, q$ sont alors calculés en supposant que $r_t^l[n]$ est une variable gaussienne de moyenne x_t , et de variance estimée :

$$\hat{\sigma}_{t,t}^2 = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \left| r_t^l[n] \right|^2 - \sigma_x^2$$

5

Le premier détecteur d'itération peut être amélioré en utilisant une technique SIC de la façon suivante :

- Initialisation

Classifier les composants par ordre décroissant en fonction de leur

10 rapport signal sur parasite (SIR), par exemple :

$$SIR(x_1) > SIR(x_2) > \dots > SIR(x_T)$$

avec :

$$SIR(x_i) = \frac{\mathbf{g}_i^\dagger \mathbf{g}_i}{\sum_{k \neq i} \mathbf{g}_k^\dagger \mathbf{g}_k + \sigma^2}$$

Récurtivité

15 **Pour $t=1$ à T**

Calcul de :

$$r_t^1[n] = \left(\mathbf{g}_t^\dagger \mathbf{g}_t \right)^{-1} \mathbf{g}_t^\dagger \left(\mathbf{z}^1[n] - \sum_{k < t} \mathbf{g}_k \tilde{x}_k[n] \right)$$

Calcul du rapport APP $\log \xi_{<t,j>}^1[n]$, $j=1, \dots, q$ en supposant que $r_t^1[n]$ est une variable gaussienne de moyenne x_t , et de variance estimée :

$$\hat{\sigma}_{t,t}^2 = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \left| r_t^1[n] \right|^2 - \sigma_x^2$$

20

Calcul l'estimation MMSE de x^t connaissant $r_t^1[n]$:

$$\tilde{x}_i[n] = E \{ x_i[n] \mid r_i^1[n] \}$$

Annexe III

BIBLIOGRAPHIE

Les références :

- 5 [1] S. Ariyavisitakul, " Turbo Space-Time Processing to Improve
Wireless Channel Capacity," IEEE Trans. Commun., vol. COM-48, no. 8,
pp. 1347-1358, Aug. 2000.
- [2] B. M. Hochwald, S. Ten Brink, "Achieving Near-Capacity on a
Multiple-Antenna Channel," IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 3, pp. 389-
10 399, March 2003.
- [3] R. Visoz, A.O. Berthet, "Itérative Decoding and Channel
Estimation for Space-Time BICM over MIMO Block Fading Multipath AWGN
Channel," IEEE Trans. Commun., vol. COM-51, no. 8, pp. 1358-1367, Aug.
2003.
- 15 [4] X. Wang, H.V. Poor, "Itérative (Turbo) Soft-Interference
Cancellation and Decoding for Coded CDMA," IEEE Trans. Commun., vol.
COM-47, no. 7, pp. 1046-1061, July 1999.

REVENDICATIONS

1. Dispositif d'égalisation et de décodage itératif pour communications haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, comportant un égaliseur à retour de décision qui reçoit les données des différentes antennes de réception, cet égaliseur comportant un filtre avant (9), ainsi qu'un filtre arrière (12) récursif alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie d'un décodeur (13) lui-même alimenté par des moyens de prise de décision (11), le dispositif comportant en outre des moyens pour soustraire (10) la sortie dudit filtre arrière (12) aux données en sortie du filtre avant (9), les données ainsi soustraites étant transmises en entrée des moyens de prise de décision (11) avec la sortie du décodeur (13), les moyens de prise de décision (11) générant en outre une statistique transmise à destination d'un décodeur de canal à entrées et sorties pondérées, lesdits moyens de prise de décision (11) prenant en compte la corrélation spatiale du bruit en sortie des moyens de soustraction (10), lesdits moyens de prise de décision (11) et le décodeur (13) étant séparés par des procédés d'entrelacement spatio-temporel au niveau binaire,
- 20 caractérisé en ce que les filtres avant (9) et arrière (12) sont adaptés de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en sortie du soustracteur (10).
2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens de décision (11) en sortie des moyens de soustraction (10) de l'égaliseur sont de type blanchiment spatial suivi d'un décodage par sphère ;
- 25 3. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens de décision (11) en sortie des moyens de soustraction (10) de l'égaliseur sont de type à suppression d'interférence spatiale résiduelle en sortie des moyens de soustraction (10) de l'égaliseur, en série et/ou en
- 30 parallèle(SIC/PIC).
4. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que le blanchiment spatial est mis en œuvre en sortie des moyens de soustraction (10) de l'égaliseur.
5. Dispositif selon la revendication 4, caractérisé en ce que le
- 35 blanchiment spatial est mis en œuvre par les moyens de prise de décision (11).

6. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que le blanchiment spatial est mis en œuvre par les filtres avant (9) et arrière (12).

7. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que à partir d'une certaine itération, le filtre avant (9) est
5 un filtre adapté.

8. Système de communication haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, caractérisé en ce qu'il comporte en réception un dispositif d'égalisation et de décodage selon l'une des revendications précédentes.

10 9. Système selon la revendication 7, caractérisé en ce que les moyens d'émission sont de type ST-BICM.

10. Procédé d'égalisation et de décodage itératif pour communications haut-débit sur canaux sélectifs en fréquence à antennes multiples en émission et en réception, mettant en œuvre un égaliseur à
15 retour de décision qui reçoit les données des différentes antennes de réception, cet égaliseur comportant un filtre avant (9), ainsi qu'un filtre arrière (12) récursif alimenté par une reconstitution pondérée des données calculée à partir de la sortie d'un décodeur (13) lui-même alimenté par des
20 moyens de prise de décision (11), le dispositif comportant en outre des moyens (10) pour soustraire la sortie dudit filtre arrière (12) aux données en sortie du filtre avant (9), les données ainsi soustraites étant transmises en
entrée des moyens de prise de décision (11) avec la sortie du décodeur (13), les moyens de prise de décision (11) générant en outre une statistique
25 transmise à destination d'un décodeur de canal à entrées et sorties pondérées, lesdits moyens de prise de décision (11) prenant en compte la corrélation spatiale du bruit en sortie des moyens de soustraction (10),
lesdits moyens de prise de décision (11) et le décodeur (13) étant séparés par des procédés d'entrelacement spatio-temporel au niveau binaire, caractérisé en ce que le filtre avant (9) et arrière (12) sont adaptés de façon
30 itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en sortie du soustracteur (10).

11. Procédé selon la revendication 10, caractérisé en ce que le filtrage récursif de l'égalisation à retour de décisions est également adapté
de façon itérative pour minimiser l'erreur quadratique moyenne en entrée de
35 l'égaliseur.

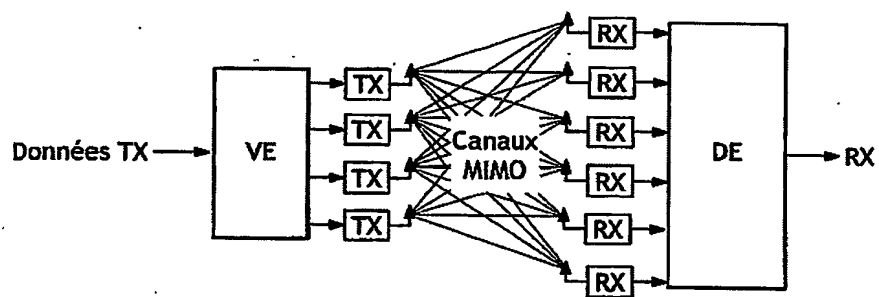
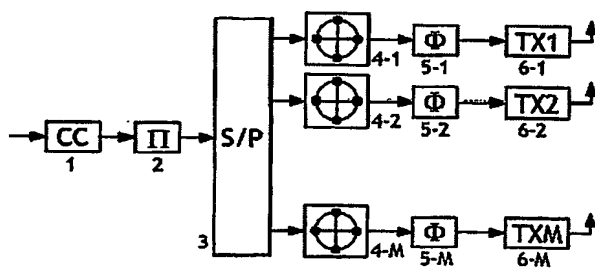
12. Procédé selon l'une des revendications 9 ou 10, caractérisé en ce que l'on met en œuvre un blanchiment spatial sur les données soustraites.

5 13. Procédé selon l'une des revendications 9 à 11, caractérisé en ce que l'algorithme de prise de décision (11) est de type décodeur par sphère.

14. Procédé selon les revendications 11 et 12 prises en combinaison, caractérisé en ce que le blanchiment spatial est mis en œuvre par l'algorithme de prise de décision (11).

10 15. Procédé selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'à partir d'une certaine itération, le filtre avant (9) est un filtre adapté.

1/2

FIG.1FIG.2

2/2

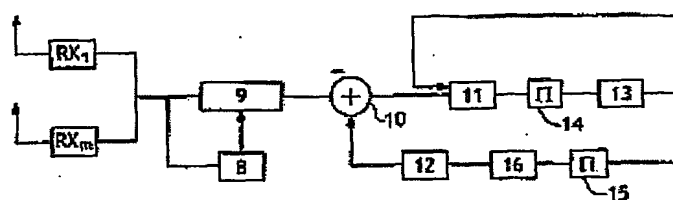


FIG.3

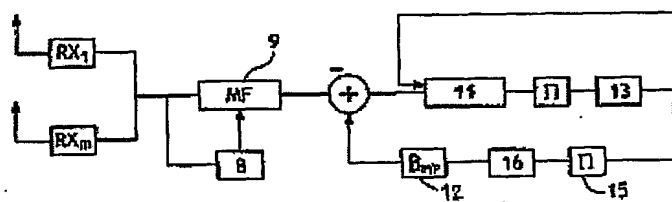


FIG.4